



# ELETTRONICA

15/09/2022

## • CLASSIFICAZIONE DEI SEGNALI

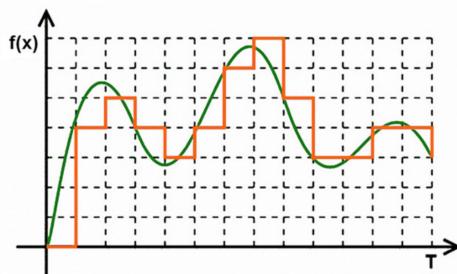
Tipo	Contenuto informativo	Codifica	Proprietà
Analogico	Infiniti valori all'interno di un intervallo finito	Variazione continua di una grandezza fisica	Tempo continuo Valori continui
Digitale	Valori numerici Numero finito di valori all'interno di un intervallo finito (#)	Valori discreti di una grandezza fisica	Tempo discreto Valori discreti

(#) data una precisione finita



(\*) perdita di informazione

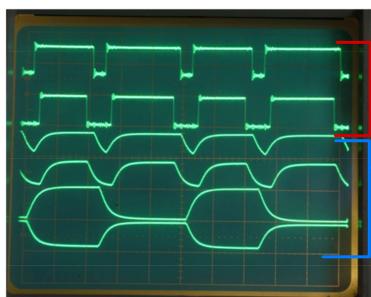
## • CONVERSIONE



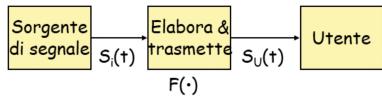
- 1) A che velocità campiona?
- 2) Con quanti bit rappresenta il valore campionato?

① e ② servono per scegliere il convertitore adatto

## • SEGNALI DIGITALI (teorici ≠ pratico)



## • ELABORAZIONE SEGNALI ANALOGICI



segnales = variazione nel tempo di una grandezza fisica

segnales analogico = segnales significativo per qualsiasi valore che grandezza fisica cui è associato può assumere all'interno di un intervallo  $[S_{\min}; S_{\max}]$

## • LINEARITÀ $F(\cdot)$

Possiamo dire che  $F$  è lineare  $\leftrightarrow$  valgono ① e ②

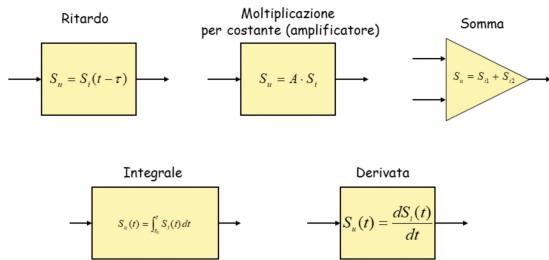
1) Dato  $S_U = F(S_I)$

Allora  $S_U = F(K S_I) = K F(S_I) = K S_U$

2) Dati  $S_{U_1} = F(S_{I_1})$  e  $S_{U_2} = F(S_{I_2})$

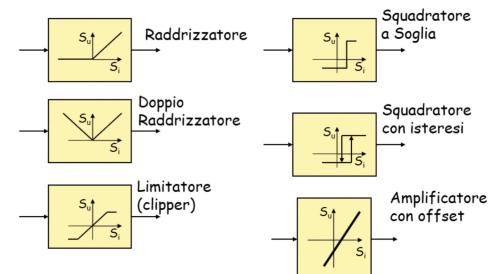
Allora  $S_U' = F(S_{I_1} + S_{I_2}) = F(S_{I_1}) + F(S_{I_2}) = S_{U_1} + S_{U_2}$  → SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI

## • ESEMPI: BLOCCHI LINEARI VS BLOCCHI NON LINEARI



→ BLOCCHI LINEARI

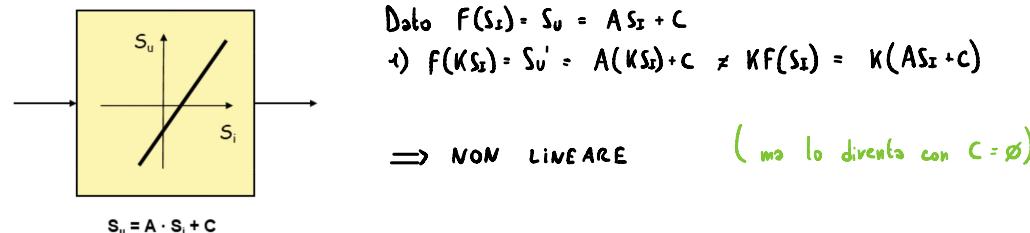
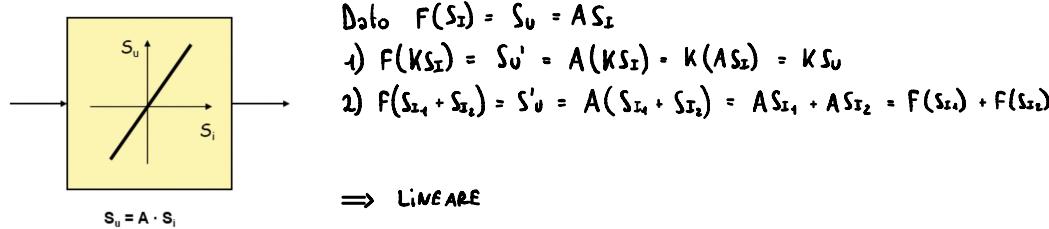
VS



→ BLOCCHI NON LINEARI

## • CASO PARTICOLARE: BLOCCHI LINEARI A TRATTI (Amplificatore con offset)

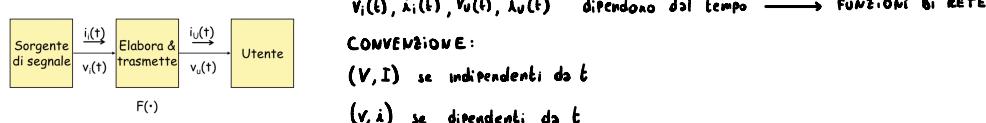
Alcuni blocchi, anche se sono non-lineari, possono essere considerati lineari in certi sottoinsiemi, ad esempio l'Amplificatore:



## • TEOREMA RETI LINEARI

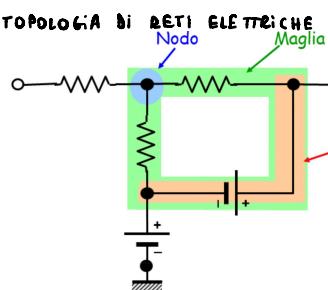
Una combinazione arbitraria di blocchi lineari è una rete lineare

## • RETI ELETTRICHE



## • BIPOLO

Coppia di componenti connessi elettricamente con l'esterno e definiscono le porte  $\longrightarrow$  hanno una tensione  $V$  ai capi e una corrente  $I$  passante dai morsetti USCENTE = ENTRANTE

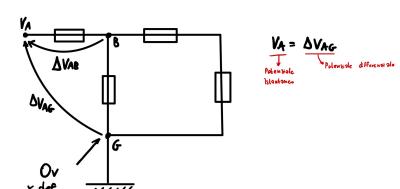


Nodo  $\longrightarrow$  punto di contatto tra 2 o più bipoli

Ramo  $\longrightarrow$  segmento che unisce 2 nodi

Maglia  $\longrightarrow$  insieme di rami che forma un percorso chiuso

Messa a terra

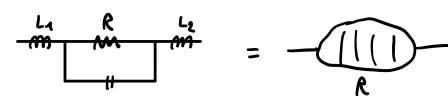


## • BIPOLI LINEARI IDEALI

- Resistenza:  $v(t) = R_i(t)$
- Induttanza:  $v(t) = L \frac{di(t)}{dt}$
- Capacità:  $i(t) = C \frac{dv(t)}{dt}$
- Generatori comandati di tensione e corrente (\*)

PS: Ideale  $\neq$  Reale

Per realizzare un  
resistore reale



## • GENERATORI COMANDATI VS GENERATORI NON COMANDATI

... comandati dalla tensione $v_C$	... comandati dalla corrente $i_C$
$\oplus v = A_v \cdot v_C$ A <sub>v</sub> = guadagno di tensione	$\oplus v = T_Z \cdot i_C$ T <sub>Z</sub> = transimpedenza
$\oplus i = T_y \cdot v_C$ T <sub>y</sub> = transammettenza	$\oplus i = A_i \cdot i_C$ A <sub>i</sub> = guadagno di corrente

VS

Indipendenti dal tempo	Dipendenti dal tempo
Tensione $\frac{1+}{-} V = V_0$	$\oplus v = v(t)$
Corrente $\oplus i = I_0$	$\oplus i = i(t)$

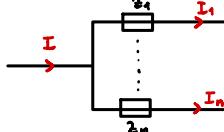
NON ESSENDO LINEARI,  
FANNO PERDERE LA  
LINEARITÀ QUANDO INSERITI  
IN UN CIRCUITO

CONTROLLATI

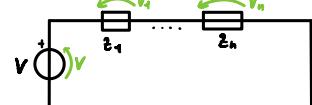
NON CONTROLLATI

• **RECAP SERIE e PARALLELO**

	Serie	Parallelo
Resistenze ( <u>R</u> )	$R_{eq} = \sum_{i=1}^N R_i$	$R_{eq} = \left( \sum_{i=1}^N \frac{1}{R_i} \right)^{-1}$
Condensatori ( <u>C</u> )	$C_{eq} = \left( \sum_{i=1}^N C_i \right)^{-1}$	$C_{eq} = \sum_{i=1}^N C_i$
Induttori ( <u>L</u> )	$L_{eq} = \sum_{i=1}^N L_i$	$L_{eq} = \left( \sum_{i=1}^N \frac{1}{L_i} \right)^{-1}$
Conduttanza ( <u>G</u> )	$G_{eq} = \left( \sum_{i=1}^N \frac{1}{G_i} \right)^{-1}$	$G_{eq} = \sum_{i=1}^N G_i$

• **PARTITORE CORRENTE**

$$I_x = I \cdot \frac{\frac{1}{Z_x}}{\sum_{k=1}^n \frac{1}{Z_k}}$$

• **PARTITORE DI TENSIONE**

$$V_x = V \cdot \frac{V_x}{\sum_{k=1}^n V_k}$$

• **COME CALCOLARE LA  $Z_{porta}$** 

- 1) Spego generatori non controllati
- 2) Forzo alla porta  $\begin{cases} V_{TRES} \rightarrow I_{TRES} \\ I_{TRES} \rightarrow V_{TRES} \end{cases}$

• **TEOREMA DI THEVENIN:** Qualsiasi circuito composto da bipoli lineari e generatori osservato da una porta, può essere trasformato in un circuito equivalente costituito da un generatore di tensione non comandato e da una impedenza in serie

PER OTTENERE VALORI DEL circuito :

- 1) Assumendo nulla la corrente in ingresso (per  $V_{THEVENIN}$ )
- 2) Spegnendo generatori non controllati (per  $Z_{THEVENIN}$ )

• **TEOREMA DI NORTON:** Qualsiasi circuito composto da bipoli lineari e generatori, osservato da una porta, può essere trasformato in un circuito equivalente costituito da un generatore di corrente non comandato e da una ammettenza in parallelo

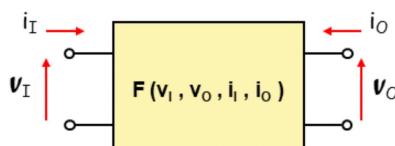
PER OTTENERE VALORI DEL circuito :

- 1) Cortocircuitando la porta (per  $I_{NORTON}$ )
- 2) Spegnendo generatori non controllati (per  $Y_{NORTON}$ )

• **DOPPI BIPOLI**

Presentano 2 porte  $\rightarrow$  In e Out  $\rightarrow (V_{in}, I_{in})$  e  $(V_{out}, I_{out})$

Sono lineari  $\iff$  composti da componenti lineari e ci sono solo generatori controllati



CHE POSSIAMO  
DESCRIVERE COME

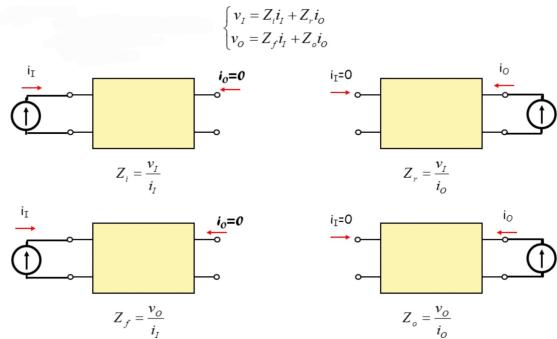
$$\begin{cases} v_I = Z_i i_I + Z_r i_O \\ v_O = Z_f i_I + Z_o i_O \end{cases}$$

ovvero

$$\begin{bmatrix} v_I \\ v_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_i & Z_r \\ Z_f & Z_o \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_I \\ i_O \end{bmatrix}$$

*i* = ingresso  
*o* = uscita  
*r* = reverse  
*f* = forward  
 MATRICE IMPEDENZA

## • MATEICE IMPEDENZA



Se  $Z_R = 0 \longrightarrow$  Abbiamo un DOPPIO BIPOLARE UNILATERO, dove le grandezze in uscita dipendono da quelle in ingresso, ma non viceversa.

## • FUNZIONE DI TRASFERIMENTO

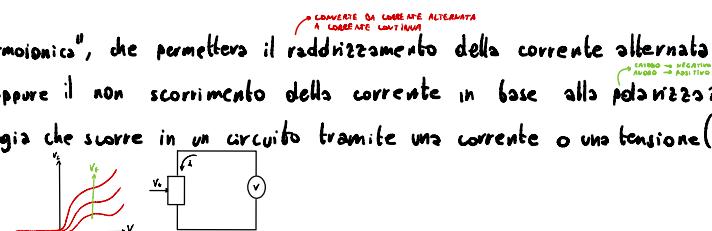


$$H(j\omega) = \frac{s_u(j\omega)}{s_i(j\omega)}$$

## • STORIA

1904) DIODO DI FLEMING  $\longrightarrow$  anche chiamata "valvola termoionica", che permetterà il raddrizzamento della corrente alternata siccome la corrente scorre solo in un verso oppure il non scorrimento della corrente in base alla polarizzazione.

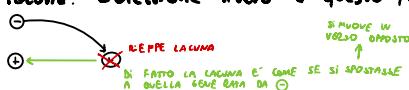
1906) TRIODO DI DE FOREST  $\longrightarrow$  valvola che modula l'energia che scorre in un circuito tramite una corrente o una tensione ( $V_G$ ) come se fosse un rubinetto es.



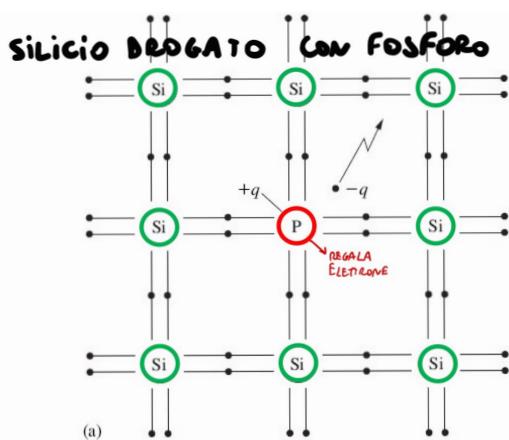
1965) LEGGE DI MOORE  $\longrightarrow$  la complessità di un circuito integrato (n. TRANSISTORI / 1 DIE) raddoppia ogni 18 mesi

## • RAPPORTO LACUNA/ELETTRONE

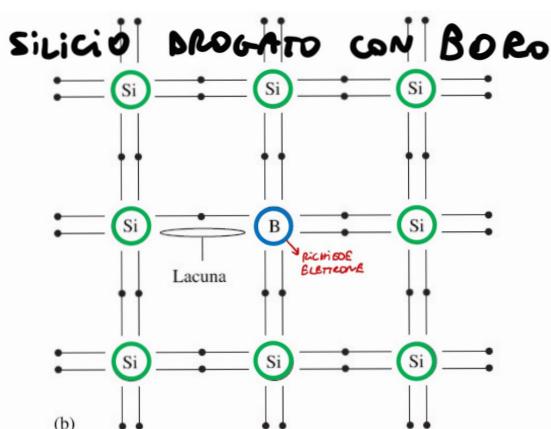
Quando un elettrone si libera lascia al suo posto una lacuna. L'elettrone libero a questo punto cercherà una lacuna da riempire e questo creerà una specie di spostamento della lacuna



## • DROGATTO



$N_D$  atomi di fosforo  
RESISTIVITÀ <<



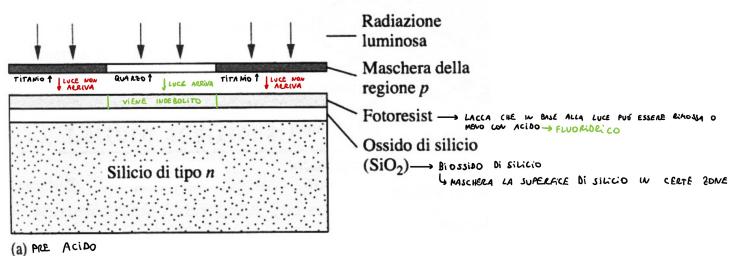
$N_A$  atomi di boro  
RESISTIVITÀ >>  
↓ MA

RESISTIVITÀ << se collegato a metalli, che sono carichi di elettroni

## • TECNOLOGIA PLANARE

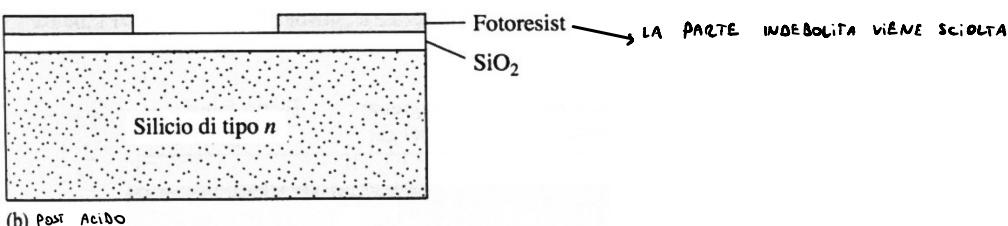
Si parte dal silicio monocristallino, questo viene poi effettuato in lastre sottilissime e poi lo si incide con la tecnologia planare.

1)



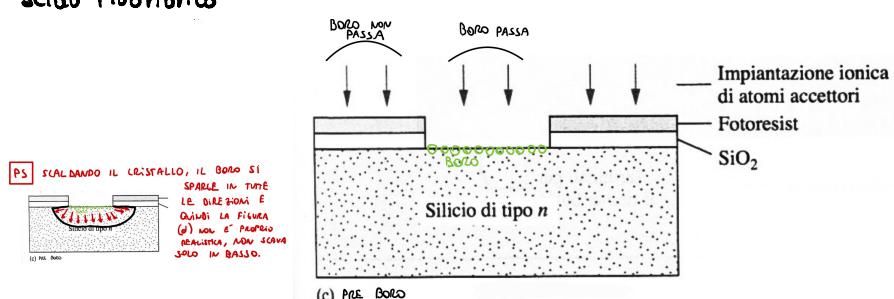
Uso acido più tranquillo

2)



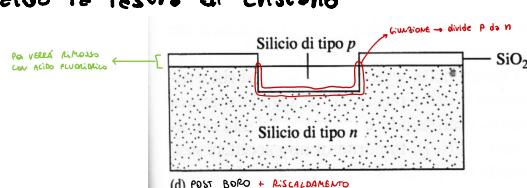
Uso acido fluoridrico

3)



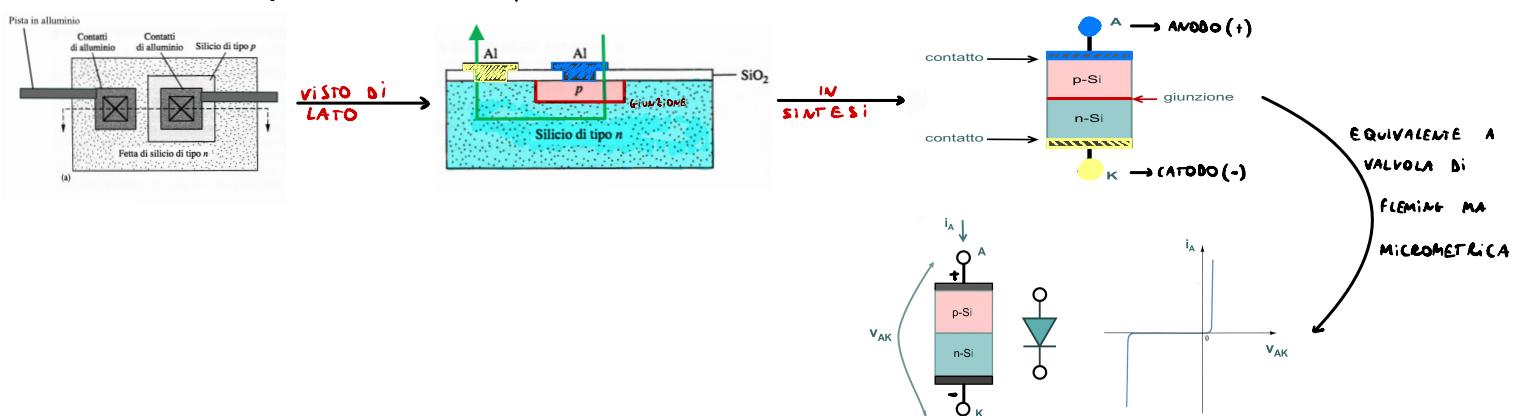
Riscaldo la lastra di cristallo

4)

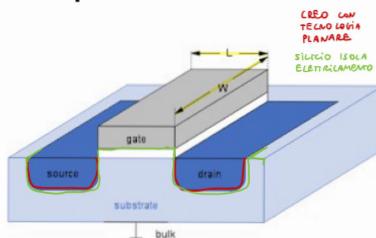
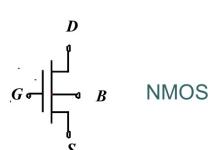
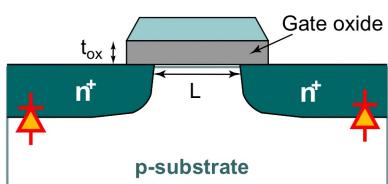
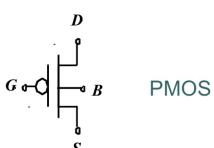
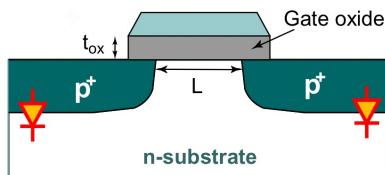


## • DIODO A SEMICONDUTTORE

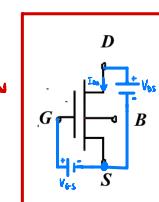
Applicando la tecnologia planare in 2 punti e usando contatti e piste in alluminio è possibile ottenere:



## • PMOS e NMOS



A NOI INTERESSA  $I_{DS}$   
SE APPLICO  $V_{GS}$  E  $V_{DS}$



Guardando l'NMOS, aumentando la  $V_{GS}$  attira i pochi elettroni del drogaggio p vicino al gate, consentendo la formazione di un canale tra le due zone drogate n. → PERCHÉ AUMENTA LA CONCENTRAZIONE DEGLI ELETTRONI → DIMINUISCE LA RESISTENZA VISTA DA S E D

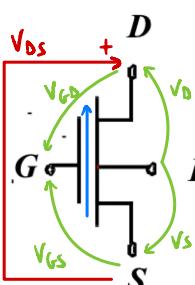
EFFETTO TRANSISTOR = posso accendere o spegnere una zona di trasmissione polarizzando il gate

MOSFET Type	Logic Circuit Symbol	A = 0 Approximation	A = 1 Approximation
NMOS			
PMOS			

## • TENSIONE DI SOGLIA

È la tensione  $V_{TH}$  che permette di passare da drogaggio P a N e viceversa (consideriamo  $V_{TH} = 1$ )

$$\begin{aligned} V_{DS} + V_S - V_D &= 0 \quad \rightarrow V_{DS} = V_D - V_S \\ V_{DS} + V_{GD} - V_{GS} &= 0 \quad \rightarrow V_{DS} = V_{GS} - V_{GD} \end{aligned} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_D - V_S = V_{GS} - V_{GD} \\ V_{DS} = V_{GS} - V_{GD} \end{array} \right\} \quad V_{DS} = V_{GS} + V_S - V_D$$

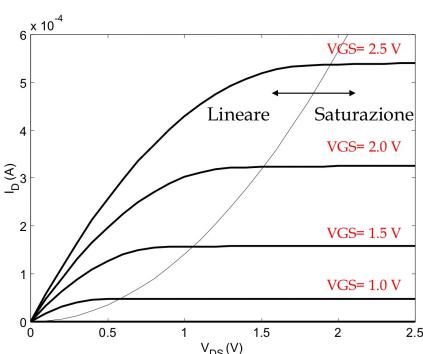


Aumentando  $V_D$ , diminuisco  $V_{DS}$  fino ad arrivare a  $V_{TH}$  per poi diminuire ancora. Quando ciò succede si arriva al PINCH OFF e la corrente rimane costante e il canale si assottiglia sempre di più prima di arrivare al Drain.

Aumentando  $V_{DS}$ , diminuisco  $V_{DS}$  fino ad arrivare a  $V_{TH}$  per poi diminuire ancora, fino a farlo diventare anche negativo ( $V_{DS} = -V_{TH}$ ) e passando dalla zona lineare a quella di saturazione. Qui il canale si chiude ma la corrente continua per effetto "bolistico".

LA CORRENTE VA DAL POTENZIALE MINORE AL MAGGIORE, INCONTRA PRIMO  $V_{GS}$  CHE LA SPIRALE, Poi INCONTRA  $V_{GD}$  CHE LA FRENA MA  $V_{GS} > V_{GD}$  E QUINDI LA CORRENTE CONTINUA SEPPUR RALLENTATA ?

## • MODELLO NMOS



ANDAMENTO DELLA CORRENTE IN USCITA  
AL VARIARE DI  $V_{DS}$  E  $V_{GS}$

ZONA LINEARE ( $V_{DS} \leq V_{GS} - V_t$ ):

$$I_D = K'_n \cdot \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_t) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

ZONA SATURAZIONE ( $V_{DS} \geq V_{GS} - V_t$ ):

$$I_D = \frac{K'_n}{2} \cdot \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

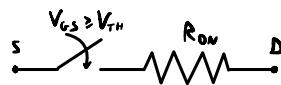
$$CON \quad K'_n = \frac{M_n E_{ox}}{t_{ox}}$$

PARAMETRO DI TRANSCONDUTTANZA  
SPESORE DI CANALE TRA GATE E SILICO → LO CONSIDEREREMO COSTANTE PERCHE' NON DIFFERISCE DA NOI

TRASCRUITO

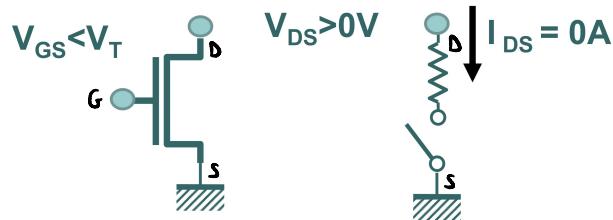
In verità quando c'è dipendenza da  $V_{DS}$  dovuta a una "zona svolazzante" senza portatori che non devo considerare ma che si allarga quando aumento le tensioni → non devo tenere sotto controllo una lunghezza  $L$  ma  $\frac{L}{(1 + \lambda V_{DS})}$  che è minore

- MOS COME INTERRUTTORE



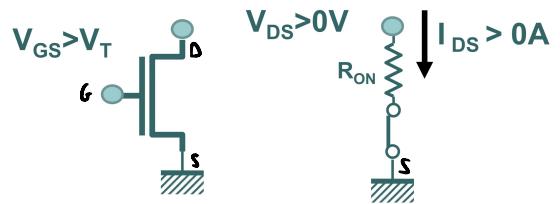
$R_{ON}$

Serve a modulare quando interruttore si chiude

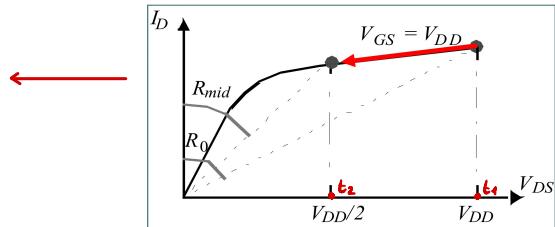


con

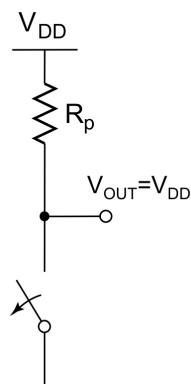
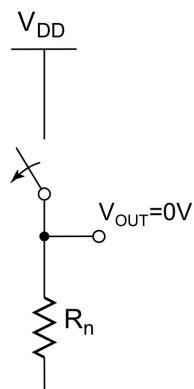
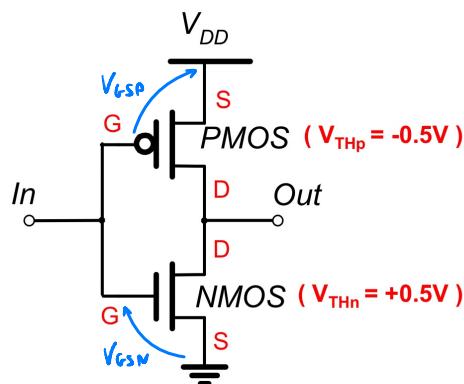
$$R_{ON} = \frac{V_{DS}}{I_D}$$



$$R_{eq} = \text{average}_{t=t_1 \dots t_2} (R_{on}(t)) = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} R_{on}(t) dt = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_{DS}(t)}{I_D(t)} dt$$



- COMPORTAMENTO INVERTERE CMOS (statico)



N.B.  $V_{DD} > |V_{TH}|$

PMOS APERTO  $\leftarrow$   $V_{GS}P = 0$   
NMOS CHIUSO  $\leftarrow$   $V_{GS}N = V_{DD} = 1$

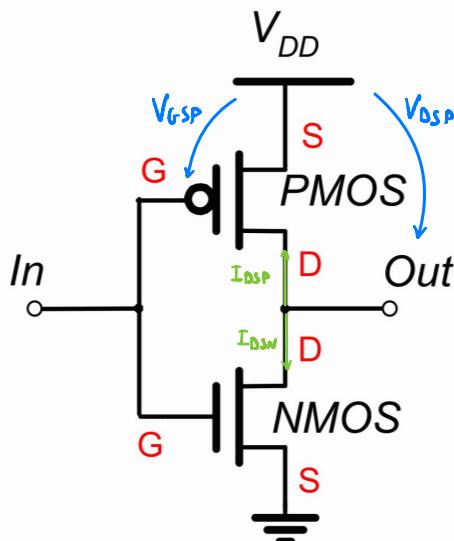
$V_{IN} = V_{DD}$

$V_{IN} = 0V$

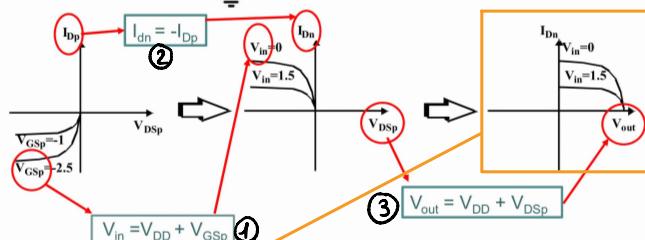
$V_{GS}P = V_{DD} = 1 \rightarrow$  PMOS CHIUSO  
 $V_{GS}N = 0 \rightarrow$  NMOS APERTO

A	Logic Circuit with Substitutions	Z
0		1
1		0

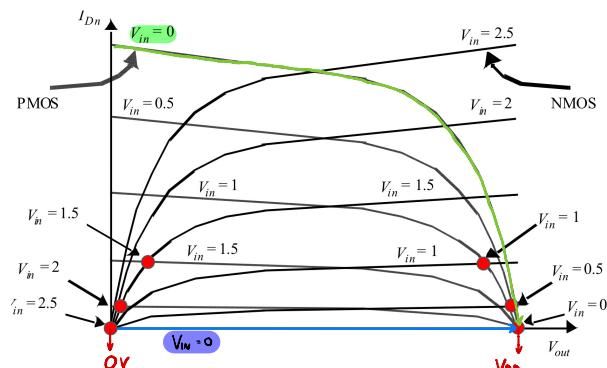
## CARATTERISTICA STATICA CMOS (VTC)



- $\Rightarrow 1) V_{DD} = V_{IN} - V_{GSP}$
- $\Rightarrow 2) I_{DSP} = -I_{DSN}$
- $\Rightarrow 3) V_{DD} = V_{out} - V_{DSP}$



Osservando PMOS e NMOS insieme

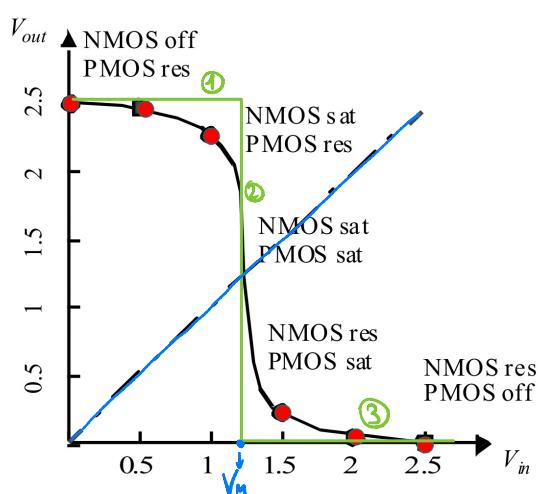


Per leggerlo:

- PMOS
- NMOS

OVVERO PMOS CHIUSO E NMOS APERTO

Ad esempio quando sia pmos che nmos hanno  $V_{IN}=0$  allora il  $V_{out}$  sarà lo stesso ( $V_{DD}$  in questo caso) e così possiamo unificare i 2 andamenti mettendo in relazione  $V_{in}$  e  $V_{out}$ , costruendo una funzione costituita dai punti di intersezione (●)



ANDAMENTO IDEALE (ONDA QUADRATA)  $\rightarrow$  ① e ③ con guadagno 0  
② con guadagno  $\infty$

ROBUSTEZZA:

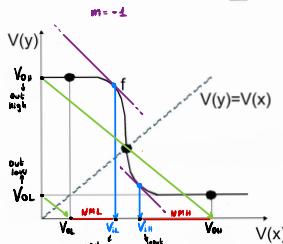
- 1) SOGLIA LOGICA ( $V_M$ )  $\rightarrow$  valore per cui  $V_{IN} = V_{out}$  ( $= V_M$ )
- 2) FAN-IN  $\rightarrow$  numero di ingressi, Fan-in maggiore = complessità maggiore
- 3) FAN-OUT  $\rightarrow$  numero di uscite, Fan-out maggiore = capacità di carico maggiore
- 4) MARGINE DI RUMORE  $\rightarrow$

$$NM_L = V_{IL} - V_{OL}$$

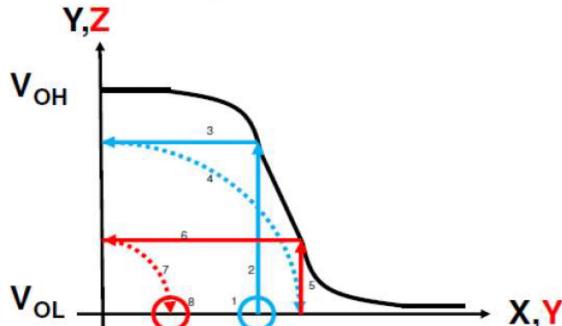
MARGINE BASSO

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH}$$

MARGINE ALTO



PROPRIETÀ RIGENERATIVA: proprietà per cui mettendo in serie più dispositivi dello stesso tipo, anche se per un rumore abbiamo un valore logico indefinito, questo tenderà a correggersi.



## • CALCOLO DELLA SOGLIA LOGICA

Abbiamo 3 vincoli  $\rightarrow$

$$\begin{cases} I_D = \frac{W}{2} \cdot \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 \\ I_{DN} = -I_{DP} \\ V_{GS} = V_{DS} \end{cases}$$

$$V_H = \frac{\sqrt{|K_P|} \cdot (V_{DD} - |V_{TP}|) + V_{TN}}{1 + \sqrt{|K_N|}}$$

con  $K'_x = K_x \cdot S_x = K_x \cdot \frac{W_x}{L_x}$   
ps:  $K'_N \approx \frac{K'_P}{4}$  → per differenze tra laici e ed elettronici

$\Rightarrow$  Sappiamo che nell'inverter CMOS la soglia ottimale è  $V_H = V_{DD}/2$

MODIFICANDO  $W/L$

$|V_{TP}| \approx V_{TN}$

DIPENDE DA FABBRICAZIONE

## • COMPORTAMENTO INVERTER CMOS (dinamico)

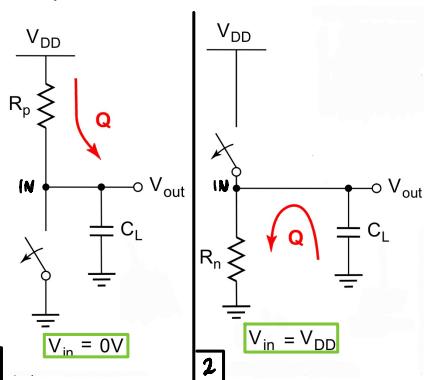
Lo otteniamo collegando una capacità  $C_L$  che rappresenta la somma di:

- 1) Capacità Drain - Bulk
- 2) Capacità di una possibile linea di trasmissione in vicinanza
- 3) Capacità dell'ingresso del gate a valle

Infatti possiamo vedere un MOS come un insieme di 5 condensatori

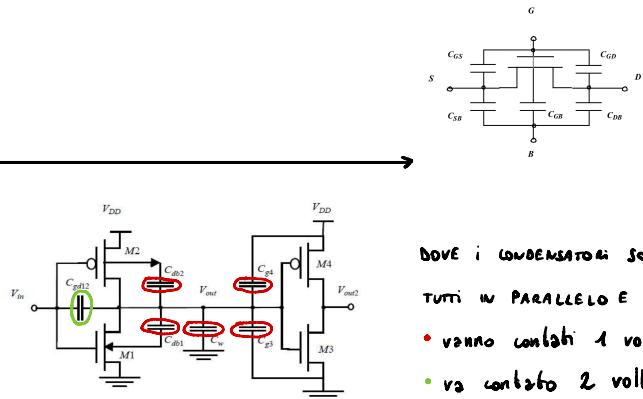
Quindi l'inverter (doppio in questo caso) può essere visto come

Il singolo inverter può quindi essere schematizzato come



1                    2

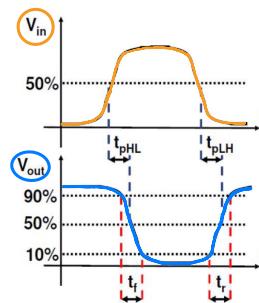
- 1) Inizialmente  $C_L$  è scarico e viene caricato da  $R_p$
- 2) Inizialmente  $C_L$  è carico e viene scaricato da  $R_p$



DOVE I CONDENSATORI SONO TUTTI IN PARALLELO E

- vanno carichi 1 volta?
- va scaricato 2 volte

TRANSITORIO



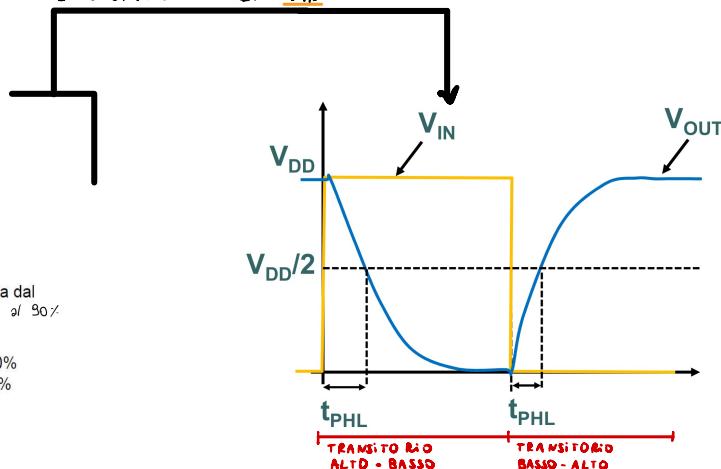
$t_{pHL}/t_{PLH}$  = tempo fra una variazione del 50% dell'ingresso ed una del 50% dell'uscita

$$t_p = (t_{pHL} + t_{PLH})/2$$

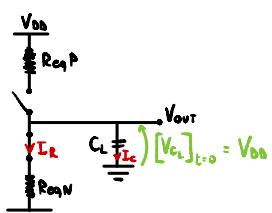
$t_f$  = tempo variazione dell'uscita dal 10% del valore nominale basso al 90%

$t_r$  = tempo di variazione dal 90% del valore nominale alto al 10%

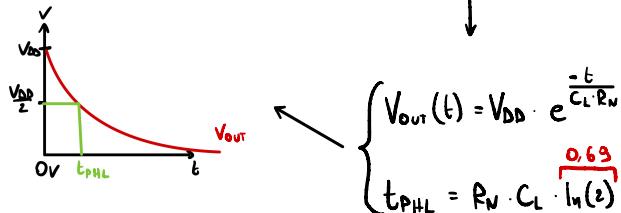
SE ASSUMIAMO NULLI I FEONI DI SALITA/DISCESA DI  $V_{IN}$



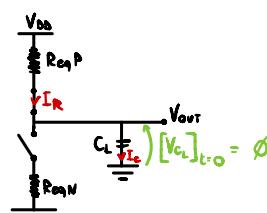
TRANSITORIO ALTO - BASSO:



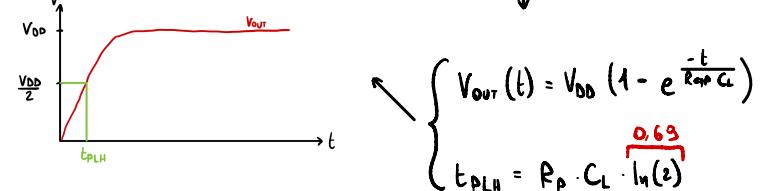
$$\begin{cases} i_D = V/R_{opP} \\ i_C = C_L \frac{dV_{out}}{dt} \\ i_D = -i_C \end{cases}$$



TRANSITORIO BASSO - ALTO



$$\begin{cases} i_R = (V_{DD} - V_{out})/R_{opN} \\ i_C = C_L \frac{dV_{out}}{dt} \\ i_R = i_C \end{cases}$$



• RESISTENZA DI RIFERIMENTO

